

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-095261

(43)Date of publication of application : 29.03.2002

(51)Int.Cl.

H02M 7/48
H02M 7/12
H02M 7/162
H02P 7/63

(21)Application number : 2000-276545

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 12.09.2000

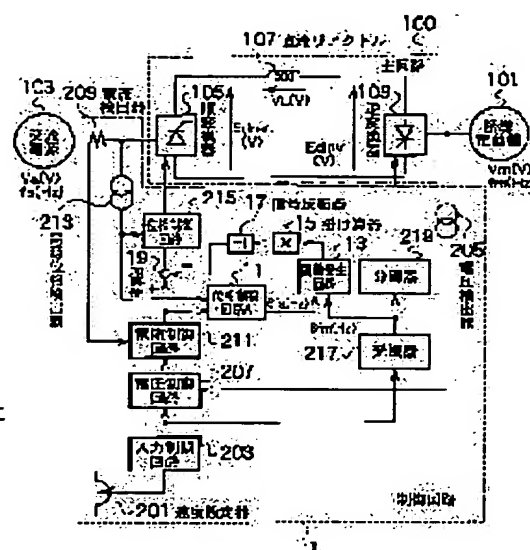
(72)Inventor : DEGUCHI KAZUYUKI

(54) POWER CONVERTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a power converter capable of suppressing generation of pulsating current.

SOLUTION: A function generating circuit 13 determines the amplitude of pulsating current generated by a main circuit 100 from the inductance of a DC reactor 107, voltage of an AC power supply, and voltage of an induction motor 101, magnifies the obtained output with a multiplying device 15 to produce a compensation signal having the same amplitude as that of obtained pulsating current, shifts the phase of the compensation signal by 180 degrees with a signal reversing device 17, and adds it to a phase signal as the output of a current control circuit 211 with an adder 19, thereby suppressing generation of pulsating current.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-95261

(P2002-95261A)

(43)公開日 平成14年3月29日(2002.3.29)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード*(参考)
H 0 2 M 7/48		H 0 2 M 7/48	E 5 H 0 0 6
7/12		7/12	A 5 H 0 0 7
7/162		7/162	5 H 5 7 6
H 0 2 P 7/63	3 0 2	H 0 2 P 7/63	3 0 2 A
			3 0 2 R

審査請求 未請求 請求項の数5 O L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願2000-276545(P2000-276545)

(22)出願日 平成12年9月12日(2000.9.12)

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72)発明者 出口 和行

東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝
府中事業所内

(74)代理人 100083806

弁理士 三好 秀和 (外7名)

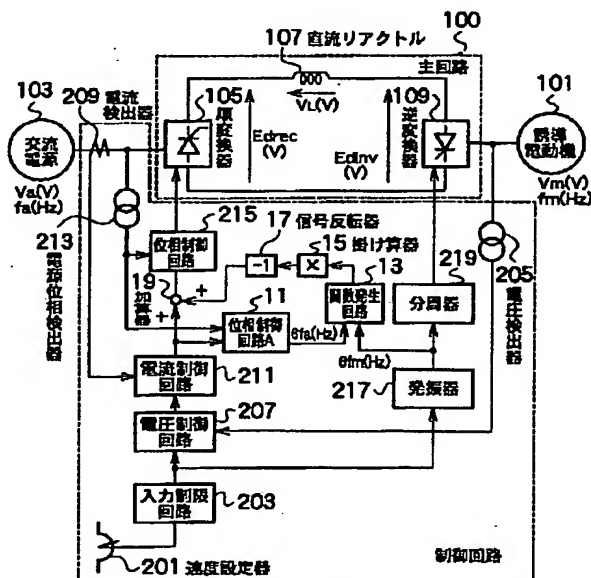
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置

(57)【要約】

【課題】 脈動電流の発生を抑えた電力変換装置を提供する。

【解決手段】 関数発生回路13が、直流リアクトル107のインダクタンス値と交流電源103の電圧と誘導電動機101の電圧から、主回路100で発生する脈動電流の振幅を求め、その出力を掛け算器15により乗じること、求めた脈動電流と同じ振幅の補正信号を作り、この補正信号を信号反転器17で180deg位相をずらし、電流制御回路211の出力である位相信号に加算器19で加算することで脈動電流を抑制する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源から供給される交流電力を直流電流に変換する順変換器、および該直流電力を再び交流電力に変換する逆変換器を有する主回路と、前記順変換器の位相制御角を制御する位相制御角制御手段と、前記逆変換器のスイッチング周波数を制御する周波数制御手段とを備えた電力変換装置において、前記位相制御角制御手段から前記順変換器へ出力される位相制御角制御信号と前記周波数制御手段から前記逆変換器へ出力される周波数制御信号から、前記主回路に発生する脈動電流を算出する脈動電流算出手段を有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】 前記脈動電流算出手段は、前記位相制御角制御手段から前記順変換器へ位相制御角制御信号として出力されているゲートパルス信号の周波数と前記周波数制御手段から前記逆変換器へ周波数制御信号として出力されているゲートパルス信号の周波数との差から得られる前記主回路のリップル電圧周波数と、前記順変換器および前記逆変換器のそれぞれに同時に与えられる前記ゲートパルスのタイミングから得られるリップル電圧の位相と、前記主回路のインダクタンスを基に、前記リップル電圧を積算し、前記インダクタンスを除算することで、前記脈動電流の周波数、位相、および大きさを求めることを特徴とする請求項 1 記載の電力変換装置。

【請求項 3】 前記脈動電流算出手段は、前記順変換器の位相制御角制御信号またはスイッチング指令、および前記逆変換器のスイッチング指令から減算器にて脈動電流の周波数を求める周波数算出手段と、前記順変換器のスイッチングのタイミングと前記順変換器のスイッチングのタイミングから、それぞれの変換器のスイッチングが同時に行われるタイミングを求め、該同時に行われるタイミングの周期から脈動電流の位相を求める位相算出手段と、を有することを特徴とする請求項 1 または 2 記載の電力変換装置。

【請求項 4】 前記電力変換装置は、さらに、前記脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相から、前記主回路に発生する脈動電流の大きさを求める脈動電流量算出手段と、該脈動電流量算出手段が求めた脈動電流量を前記順変換器の位相制御角制御信号に補正信号として加算する第 1 の補正手段と、を有することを特徴とする請求項 1 ～ 3 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

【請求項 5】 前記電力変換装置は、さらに、前記脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相を基に、前記逆変換器のスイッチング周波数をずらすように補正する第 2 の補正手段を有することを特徴とする請求項 1 ～ 4 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、電力変換装置に係り、詳しくは、交流電力を直流電力に変換し、再び交流電力に変換する電力変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 一般的な電力変換装置としては、電流型インバータ装置や電圧型インバータ装置が知られており、その負荷としては、例えば動機電動機や誘導電動機がある。

【0003】 図 4 は、従来の電力変換装置の一例を説明するための図面である。ここでは、電力変換装置であるサイリスタを使用した電流型インバータ装置に、その負荷として誘導電動機を接続したものについて説明する。

【0004】 図 4 に示すように、この電流型インバータ装置は、主回路 100 と制御回路 200 から構成されている。

【0005】 主回路 100 は交流電源 103 からの交流電力を直流電力に変換する順変換器 105 と、この順変換器 105 からの直流電力を平滑にする直流リアクトル 107 と、この直流リアクトル 107 により、平滑化された直流電力を任意の周波数を有する交流電力に変換する逆変換器 109 とから構成されている。そして、逆変換器 109 には、誘導電動機 101 が負荷として接続されている。

【0006】 この主回路 100 を制御する制御回路 200 は、速度を設定する速度設定器 201 と、この速度設定器 201 からの速度基準にリミットをかける入力制限回路 203 と、この入力制限回路 203 を介して送られる電圧基準と誘導電動機 101 に供給される電圧を検出する電圧検出器 205 と、この電圧検出器 205 からの検出電圧を基に、電流基準を出力する電圧制御回路 207 と、交流電源 103 から供給される電流を検出する電流検出器 209 と、電流検出器 209 で検出された電流と電圧制御回路 207 からの電流基準を基に位相基準を出力する電流制御回路 211 と、交流電源 103 の電圧位相を検出する電源位相検出器 213 と、電流制御回路 211 からの位相基準と電源位相検出器 213 から検出された電源位相を基に、順変換器 105 を構成するサイリスタに点弧パルスを与える位相制御回路 215 と、入力制限器回路 203 からの周波数を基に発振パルス出力する発信器 217 と、この発信器 217 からの発振パルスを振り分ける分周器 219 とから構成されている。

【0007】 なお、このように構成された電流型インバータ装置自体の基本動作については、その一例が「ニューードライブエレクトロニクス（電気書院発行、上山直彦編）」の第 4 図 103 頁から 144 頁に記載されているので、基本動作についての説明は省略し、ここでは電動機の動作に合わせてその動作を説明する。

【0008】 まず、電流型インバータ装置の通常運転時の動作を説明する。

【0009】 誘導電動機 101 が運転中は、順変換器 1

0.5の出力である平均出力直流電圧 E_{drec} (V)と、逆変換器109の入力である平均入力電流電圧 E_{din} (V)と、直流リアクトル107に発生する平均

$$E_{drec} (V) = E_{din} (V) + V_I (V) \quad \dots (1)$$

(1)式を、交流電圧を用いた関係式に変換すると、下記(2)式のようになる。

$$1.35 \cdot V_a \cdot \cos \alpha (V) = 1.35 \cdot V_m \cdot \cos \theta (V) + V_I (V) \quad \dots (2)$$

ここで式中、係数1.35は、三相交流電圧を全波整流して直流電圧に変換する定数であり、 V_a (V)は交流電源103から供給される交流電圧であり、 α は順変換器105の位相制御角であり、 V_m (V)は誘導電動機101の誘起電圧であり、 θ は逆変換器109のサイリスタのターンオンタイミングであるとともに誘導電動機101の力率でもある。

【0012】順変換器105の出力電流電圧 E_{drec} (V)は、交流電源103から供給される三相交流電圧をサイリスタの位相制御角 α で直流変換しているため、交流電源103の電源周波数である、50Hzまたは60Hzの6倍のリプル周波数をもった電圧が発生する。このため順変換器105の出力である出力直流電圧 E_{drec} (V)には、300Hzまたは360Hzのリプル電圧が発生している。一方、逆変換器109の入力電流電圧 E_{din} (V)にも三相の誘導電動機101の誘起電圧 V_m (V)が整流され、前記順変換器105の出力と同様に6倍のリプル周波数をもった電圧が発生するが、誘導電動機101の1次周波数を f_m (Hz)とすると、1次周波数 f_m (Hz)は速度に比例するため任意の周波数であり、リプル周波数も任意の周波数となる。

【0013】このような構成では、交流電源103の電

$$I_{r-i} (A) = \frac{1}{L\omega} \int (E_{drec}(v) - E_{din}(v)) dt \quad \dots (3) \text{式}$$

ここで式中、 L (H)は直流リアクトル107のインダクタンス値であり、 I_{r-i} (A)は主回路100に発生する脈動電流である。

【0017】この脈動電流 I_{r-i} (A)の周波数は、交流電源103の電源周波数 f_a (Hz)と、誘導電動機101の周波数 f_m (Hz)に関係し、2つの異なる周波数によって発生する脈動電流 I_{r-i} (A)の周波数を脈動周波数 f_{r-i} (Hz)とすると、この脈動周

$$f_{r-i} (Hz) = |6 \cdot f_a (Hz) - 6 \cdot f_m (Hz)| \quad \dots (4) \text{式}$$

次に、図5、図6、図7、図8を参照して主回路に発生する脈動電流の位相について説明する。

【0019】前述のように、順変換器105の出力直流電圧と逆変換器109の入力直流電圧は、前記(1)式と(2)式から、出力直流電圧 E_{drec} (V) = 1.35 · V_a · $\cos \alpha$ であり、入力直流電圧 E_{din}

電圧 V_I (V)は、下記(1)式の関係がある。

【0010】

【0011】

源周波数を f_a (Hz)とすると、 f_a (Hz)が、50Hzまたは60Hzの固定値であるのに対し誘導電動機101の誘起電圧周波数 f_m (Hz)は速度に比例するので、一般に50Hz程度から60Hz程度まで任意に変化することになる。

【0014】順変換器105の出力直流電圧 E_{drec} (V)と逆変換器109の入力直流電圧 E_{din} (V)の平均電圧の関係式は前記(1)式であるが、順変換器105の出力直流電圧 E_{drec} (V)は、電源周波数 f_a (Hz)の6倍の周波数をもったリプル電圧であり、逆変換器109の入力直流電圧 E_{din} (V)は任意の周波数 f_m (Hz)の6倍の周波数をもったリプル電圧である。このため、瞬間的に比較すると、出力直流電圧 E_{drec} (V)と入力直流電圧 E_{din} (V)間に電位差が生じる。

【0015】このように異なる2つの周波数が存在する電力変換装置においては、時間の経過と共に電位差が生じ、その電位差が直流リアクトル107の両端に加わるため、直流リアクトル107には、下記(3)式のような関係で脈動電流が発生する。

【0016】

【数1】

波数 f_{r-i} (Hz)は、下記(4)式のような計算式で求められる。特に誘導電動機101の周波数 f_m (Hz)が交流電源103の電源周波数 f_a (Hz)に近づいたポイントで、低周波の脈動電流が主回路100に顕著に現れる。

【0018】

【数2】

(V) = 1.35 · V_m · $\cos \theta$ (V)であることがわかる。また、前記(3)式から脈動電流 I_{r-i} (A)が求められ、前記(4)式から脈動電流の周波数 f_{r-i} (Hz)が求められる。図5、図6、図7、図8は、脈動電流が生じるメカニズムを説明するための図面である。

【0020】順変換器105は、図5に示すように、グレッツ接続されたU、V、W、X、Y、Zの6個のサイリスタで構成されている。図6(a)に示すように、サイリスタのUとZ、ZとV、VとX、XとW、YとUには、各々電気角60degの遅れでサイリスタのゲートにUGとZG、ZGとVG、VGとXG、XGとWG、WGとYG、YGとUGのゲートパルス信号を位相制御回路215からそれぞれ与えている。これにより順変換器105の出力には、図6(b)で示すように、60deg毎の出力直流電圧 E_{drec} (V)が現れる。

【0021】同様に、逆変換器109もグレッツ接続されたU、V、W、X、Y、Zの6個のサイリスタがあり、誘導電動機電圧の力率角 θ のゲートパルス信号を分周器219から、逆変換器109のサイリスタに各々電気角60degの遅れでサイリスタのゲートにゲートパルス信号を与えている。これによりサイリスタが通電し、前記逆変換器109の入力に60deg毎の誘導電動機電圧が現れる。

【0022】図7(e)に、直流リアクトル107の両端に加わる電圧、つまり図7(c)に示す順変換器105の出力直流電圧 E_{drec} (V)と、図7(d)に示す逆変換器109の入力直流電圧 $E_{din v}$ (V)の電位差 $E_{drec} - E_{din v}$ を示す。なお、以下では、わかりやすくするために、交流電源電圧 V_a (V)と誘導電動機電圧 V_m (V)の電圧値が同じ条件で説明する。

【0023】順変換器105のサイリスタと逆変換器109のサイリスタにゲートパルスを与え、それぞれ電圧制御、周波数制御している過程において、はじめに順変換器105のサイリスタゲートパルスと109逆変換器のサイリスタゲートパルスのタイミングが同時であれば、出力直流電圧 E_{drec} (V)と入力直流電圧 $E_{din v}$ (V)のリプル電圧の電位差 $E_{drec} - E_{din v}$ は「0(V)」となる。次の過程において順変換器105と逆変換器109は共に、図7(a)および(b)に示す電源に同期した6倍の周波数信号である6faと発信器217の出力信号である6fmに同期して60deg後にサイリスタにゲートパルス信号を出力するが、交流電源103の周波数fa(Hz)と誘導電動機の周波数fm(Hz)が異なる場合は、時間と共に電位差が生じる。さらに60deg後に各々サイリスタにゲートパルス信号を出力するが、同時に時間と共に電位差が生じる。

【0024】このようなことが60deg毎に繰り返されていくと、順変換器105と逆変換器109のサイリスタゲートパルスのタイミングが一致するところが現れている。そのタイミングでは、出力直流電圧 E_{drec} (V)と入力直流電圧 $E_{din v}$ (V)のリプルの電位差が「0(V)」となる。

【0025】このようなことが連続的に行われた結果、

出力直流電圧 E_{drec} (V)と入力直流電圧 $E_{din v}$ (V)のリプル成分の平均電位差は、図8(a)および(b)に示す電源に同期した6倍の周波数信号である6faと発信器217の出力信号である6fmの倍数に同期する形で、図8(c)で示すようなリプル電圧となる。この電圧リプルと直流リアクトル107のインダクタンスにより、図8(d)に示す脈動電流 i_{r-i} (A)が発生するのである。

【0026】

10 【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来の電力変換装置では、逆変換器から出力される周波数が、交流電源周波数に近づくと2つの異なる周波数の差により電流ビートと呼ばれる現象が発生し、この電流ビート現象により主回路に低周波の脈動電流が流れる。このため、誘導電動機の発生トルクが脈動することになり、速度の変動が生じ、問題となっていた。

20 【0027】このような脈動電流を抑えるための手法として、主回路直流リアクトルのインダクタンス値を非常に大きくすることがあるが、外形的にも、またコスト的にも不利であり経済的ではない。

【0028】本発明は、上記に鑑みてなされたもので、その目的としては、より経済的な方法で、主回路に発生する脈動電流の発生を抑えた電力変換装置を提供することにある。

【0029】

30 【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明は、上記課題を解決するために、交流電源から供給される交流電力を直流電流に変換する順変換器、および該直流電力を再び交流電力に逆変換する逆変換器を有する主回路と、前記順変換器の位相制御角を制御する位相制御角制御手段と、前記逆変換器のスイッチング周波数を制御する周波数制御手段とを備えた電力変換装置において、前記位相制御角制御手段から前記順変換器へ出力される位相制御角制御信号と前記周波数制御手段から前記逆変換器へ出力される周波数制御信号から、前記主回路に発生する脈動電流を算出する脈動電流算出手段を有することを要旨とする。

40 【0030】この発明は、順変換器の位相制御角と逆変換器のスイッチング周波数から、主回路に原理的に発生する脈動電流を演算で求めようとするものである。

50 【0031】請求項2記載の発明は、前記請求項1記載の電力変換装置において、前記脈動電流算出手段は、前記位相制御角制御手段から前記順変換器へ位相制御角制御信号として出力されているゲートパルス信号の周波数と前記周波数制御手段から前記逆変換器へ周波数制御信号として出力されているゲートパルス信号の周波数との差から得られる前記主回路のリプル電圧周波数と、前記順変換器および前記逆変換器のそれぞれに同時に与えられる前記ゲートパルスのタイミングから得られるリプル電圧の位相と、前記主回路のインダクタンスを基に、前

記リプル電圧を積算し、前記インダクタンスを除算することで、前記脈動電流の周波数、位相、および大きさを求めることを要旨とする。

【0032】この発明は、半導体スイッチング素子からなる順変換器を制御するゲートパルス信号の周波数と、同じく半導体スイッチング素子からなる逆変換器を制御するゲートパルス信号の周波数の差から得られる主回路のリプル電圧周波数と、順変換器および逆変換器のそれぞれに同時に与えられるゲートパルスのタイミングから得られるリプル電圧の位相と、主回路のインダクタンスとを基に、リプル電圧を積算し、一方、インダクタンスを除算することで、脈動電流の周波数、位相、および大きさを演算により求めようとするものである。

【0033】請求項3記載の発明は、前記請求項1または2に記載の電力変換装置において、前記脈動電流算出手段は、前記順変換器の位相制御角制御信号またはスイッチング指令、および前記逆変換器のスイッチング指令から減算器にて脈動電流の周波数を求める周波数算出手段と、前記順変換器のスイッチングのタイミングと前記順変換器のスイッチングのタイミングから、それぞれの

変換器のスイッチングが同時に行われるタイミングを求め、該同時に行われるタイミングの周期から脈動電流の位相を求める位相算出手段と、を有することを要旨とする。

【0034】この発明は、順変換器の位相制御信号またはスイッチング指令、および逆変換器のスイッチング指令から、周波数算出手段が減算器にて脈動電流の周波数を求め、順変換器のスイッチングのタイミングと、逆変換器のスイッチングのタイミングから、それぞれの変換器のスイッチングが同時に行われるタイミングを

求めることで脈動電流の位相を算出しようとするものである。

【0035】請求項4記載の発明は、前記請求項1～3のいずれか一つに記載の電力変換装置において、前記電力変換装置は、さらに、前記脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相から、前記主回路に発生する脈動電流の大きさを求める脈動電流量算出手段と、該脈動電流量算出手段が求めた脈動電流量を前記順変換器の位相制御角制御信号に補正信号として加算する第1の補正手段と、を有することを要旨とする。

【0036】この発明は、脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相から、脈動電流量算出手段が脈動電流の大きさを求め、求めた脈動電流量を順変換器の位相制御角に補正信号として加算することで、脈動電流を抑制しようとするものである。

【0037】請求項5記載の発明は、前記請求項1～4のいずれか一つに記載の電力変換装置において、前記電力変換装置は、さらに、前記脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相を基に、前記逆変換器のスイッチング周波数をずらすように補正する第2の補正手段を有することを要旨とする。

【0038】この発明は、脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相から、逆変換器のスイッチングのタイミングをずらすように補正することで、脈動電流を抑制しようとするものである。

【0039】

【発明の実施の形態】以下、添付した図面を参照して、本発明の実施の形態を説明する。

【0040】図1は、本発明を適用した実施の形態における電流型インバータ装置のブロック図である。なお、本実施の形態においては、図4に示した従来の電流型インバータ装置の構成要素と同一のものについては、同一の符号を付し、これらの詳細な説明は省略する。

【0041】図示する電流型インバータ装置は、従来と同様にサイリスタを使用した電力変換装置である。その構成は、主回路100が従来同様に、交流電源103からの交流電力を直流電力に変換する順変換器105と、直流電力を平滑にする直流リアクトル107と、平滑化された直流電力を任意の周波数を有する交流電力に変換する逆変換器109とから構成されている。

【0042】また、この主回路100を制御する制御回路1は、従来同様の構成よりなる部分として、速度を設定する速度設定器201と、速度設定器201からの速度基準にリミットをかける入力制限回路203と、誘導電動機101に供給される電圧を検出する電圧検出器205と、検出された電圧を基に電流基準を出力する電圧制御回路207と、交流電源103から供給される電流を検出する電流検出器209と、電流検出器209で検出された電流と電圧制御回路207からの電流基準を基に位相基準を出力する電流制御回路211と、交流電源103の電圧位相を検出する電源位相検出器213と、電流制御回路211からの位相基準と電源位相検出器213から検出された電源位相を基に、順変換器105を構成するサイリスタに点弧パルスを与える位相制御回路215と、入力制限回路203からの周波数を基に発振パルスを出力する発信器217と、この発信器217からの発振パルスを振り分ける分周器219とから構成されている。

【0043】さらにこの制御回路1内には、電流制御回路211の出力信号である位相基準と電源位相検出器213によって検出された交流電源位相を基に同期した電源周波数の6倍の周波数を演算する位相制御回路A11と、位相制御回路A11で得られる電源に同期した6倍の周波数信号である6fa(Hz)の信号と、逆変換器109のサイリスタのゲート信号である誘導電動機101の誘起電圧の周波数の6倍の周波数が得られる発信器217の出力信号である6fm(Hz)の信号によって主回路100に発生する脈動電流の周波数と位相を演算で求める関数発生回路13と、関数発生回路13から出力される主回路脈動電流の周波数と位相信号から主回路100のインダクタンスと順変換器105の交流入力電

圧と逆変換器 109 の交流出力電圧である、誘導電動機 101 の誘起電圧で決まる脈動電流の大きさを求める掛け算器 15 と、脈動電流を打ち消すために脈動補正信号を反転させる信号反転器 17 と、脈動補正信号を順変換器 105 の位相基準に加算する加算器 19 を備えている。

【0044】上記構成において、関数発生回路 13 は、順変換器 105 の位相制御角と順変換器 5 のサイリスタのスイッチングのタイミングから、主回路 100 に原理的に発生する脈動電流の周波数、位相および波形を求める。そして、関数発生回路 13 から出力される信号と掛け算器 15 により脈動電流と同じ大きさの脈動補正信号を発生させる。この脈動補正信号は信号反転器 17 で反転され、その信号が加算器 19 により電流制御回路 211 の出力である位相基準に加算される。これにより位相基準に脈動電流を打ち消すように加算した脈動補正信号の反転信号によって、脈動電流が発生しないように順変換器 105 の出力直流電圧が制御される。

【0045】図 2 は、関数発生回路 13 の具体的な構成の一例を示すブロック図である。

【0046】関数発生回路 13 は、順変換器の 6 個のサイリスタを点弧する $6f_a$ (Hz) のパルス信号を演算用の信号に変換するカウンタ 31 と、逆変換器の 6 個のサイリスタを点弧する $6f_m$ (Hz) のパルス信号を演算用の信号に変換するカウンタ 33 と、カウンタ 31 の出力信号とカウンタ 33 の出力信号とで、脈動電流の周波数 f_c (Hz) を求めるための減算器 35 と、この減算器 35 から出力される信号を $1/2 \cdot f_c$ (Hz) の周波数に変換する除算器 37 と、除算器 37 の出力から得られる $1/2 \cdot f_c$ (Hz) の周波数に応じた正弦波の周波数を発生する正弦波発生器 39 と、減算器 35 の出力から、力行または回生を判定する力行回生検出器 41 と、力行回生検出器 41 の出力信号を基に、回生運転の場合は正弦波発生器 39 から出力される f_c (Hz) の周波数と位相を持った脈動電流の波形を反転させる信号反転器 43 と、順変換器 105 の 6 個のサイリスタを点弧する $6f_a$ (Hz) のパルス信号から、ゲートパルス信号のタイミングを求めるために信号の立ち上がりを検出するモノマルチ 45 と、逆変換器 109 の 6 個のサイリスタを点弧する $6f_m$ (Hz) のパルス信号からゲートパルス信号のタイミングを求めるために信号の立ち上がりを検出するモノマルチ 47 と、モノマルチ 45 およびモノマルチ 47 の出力信号から同時に出力されるパルス信号を求めるために論理積をとる AND 回路 49 と、AND 回路 49 から出力される「1」信号のタイミングにより、正弦波発生器 39 で求めている脈動電流の位相を「deg」にする位相リセット回路 51 とから構成されている。

【0047】次にこのように構成された本実施の形態による電流型インバータ装置の作用を図 3 を参照して説明

する。

【0048】図 3 (a) に示す順変換器 105 の $6f_a$ (Hz) のゲートパルス信号と、図 3 (b) に示す逆変換器 109 の $6f_m$ (Hz) のゲートパルス信号が同時に出力されるタイミングが、モノマルチ 45 とモノマルチ 47、および AND 回路 49 によって検出される。このとき、図 3 (c) に示すように、AND 回路 49 の出力が「1」になった時点が、順変換器 105 の出力直流電圧と逆変換器 109 の入力直流電圧が等しくなるポイントであり、脈動電流が「0 (A)」、すなわち、脈動電流の位相が「SIN (deg)」のポイントのときである。この信号を正弦波発生器 39 にリセット信号として与えることで、図 3 (d) に示すように、脈動電流の補正信号となる脈動電流位相 PHC r e i が「0」となる。

【0049】次に、電気角が 60 deg 遅れて順変換器 105 と逆変換器 109 にそれぞれゲートパルス信号が出力される。このとき、 $6f_a$ (Hz) の周波数と、 $6f_m$ (Hz) の周波数が異なる条件では AND 回路 49 の出力は、「0」となる。このとき正弦波発生器 39 の出力は、除算器 37 の出力から得られる $1/2 \cdot f_c$ (Hz) の周波数に応じた位相の正弦波の脈動電流波形となる。この動作が前記 AND 回路 49 の出力が「1」になるまで連続して行われる。

【0050】そして、AND 回路 49 の出力が再び「1」になると、正弦波発生器 39 にリセット信号が入力されるので、脈動電流の位相が「SIN (deg)」となる。

【0051】このような動作を連続して繰り返すことによって、正弦波発生器 39 から、 f_c (Hz) の半波整流波形が出力される。この波形が力行運転時の主回路 100 に発生する脈動電流に同期した脈動電流波形となる。一方、回生運転時は、主回路 100 に発生する脈動電流の振幅が、力行運転時と逆相になるので、回生運転時は正弦波発生器 39 の出力波形を信号反転器 43 により反転させている。

【0052】主回路 100 で発生する脈動電流の振幅は、直流リアクトル 107 のインダクタンス値と交流電源 103 の電圧と誘導電動機 101 の電圧で決定されるので、正弦波発生器 39 の出力信号を掛け算器 15 により乗じることで、脈動電流の振幅が求まる。本信号が主回路 100 の脈動電流を抑制するための位相補正信号となる。この補正信号を信号反転器 17 で 180 deg 位相をずらし、電流制御回路 211 の出力である位相信号に加算器 19 で加算することで脈動電流が抑制される。

【0053】以上のように本実施の形態によれば、主回路 100 に発生する脈動電流の周波数と位相および振幅を演算で求めることができ、この演算で求めた信号を位相基準に加算することで、主回路 100 に発生する脈動電流を抑制することができるので、負荷のトルクリプル

や速度変動を低減することができる。

【0054】また、ここでは、順変換器の位相制御角を補正することで脈動電流を抑制することについて記載したが、逆変換器のスイッチングのタイミングをずらすように補正することでも脈動電流を抑制することができる。

【0055】このように本実施の形態では、脈動電流を抑制するように補正制御する結果、発生トルクの脈動を大幅に低減でき、負荷として接続されている電動機101の速度変動を大幅に低減できる。また、主回路直流リアクトルのインダクタンス値を大きくすることなく発生トルクの脈動や速度変動を大幅に低減できるので、制御装置の小型化や低コスト化が実現できる。

【0056】さらに、本実施の形態では、脈動電流成分を電流・電圧検出器やフィルタ回路などの検出器により補正量を求めるものではなく、制御回路の演算により補正量を求めているので、検出器やフィルタ回路が不要であり装置の小型化や低コスト化が実現できる。このため、検出回路およびフィルタ回路による時間の遅れがないため最適な制御が可能である。

【0057】

【発明の効果】以上説明した本発明によれば、より経済的な方法で主回路に発生する脈動電流の発生を抑えた電力変換装置が提供される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を適用した実施の形態に係る電流型インバータ装置の構成を示すブロック図である。

【図2】上記電流型インバータ装置に使用されている関数発生回路の一例を示すブロック図である。

【図3】上記電流型インバータ装置の作用を説明するための図面である。

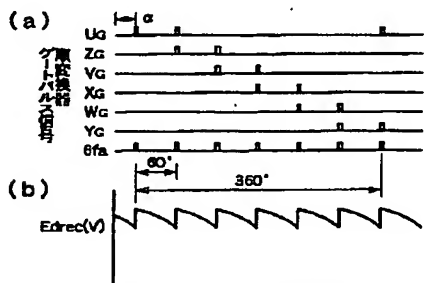
【図4】従来の電流型インバータ装置の構成を示すブロック図である。

【図5】順変換器内部の構成を示すブロック図である。

【図6】順変換器内部のサイリスタに供給される信号波形を示す図面である。

【図7】従来の装置の問題点を説明するための信号波形

【図6】



を示す図面である。

【図8】従来の装置の問題点を説明するための信号波形を示す図面である。

【符号の説明】

1 制御回路

11 位相制御回路A

13 関数発生回路

15 掛け算器

17 信号反転器

19 加算器

31、33 カウンター

35 減算器

37 除算器

39 正弦波発生器

41 力行回生検出器

43 信号反転器

45、47 モノマルチ

49 AND回路

51 位相リセット回路

20 100 主回路

101 誘導電動機

103 交流電源

105 順変換器

107 直流リアクトル

109 逆変換器

201 速度設定器

203 入力制限回路

205 電圧検出器

207 電圧制御回路

30 209 電流検出器

211 電流制御回路

213 電源位相検出器

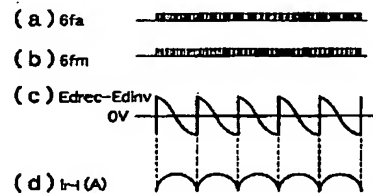
215 位相制御回路

217 発信器

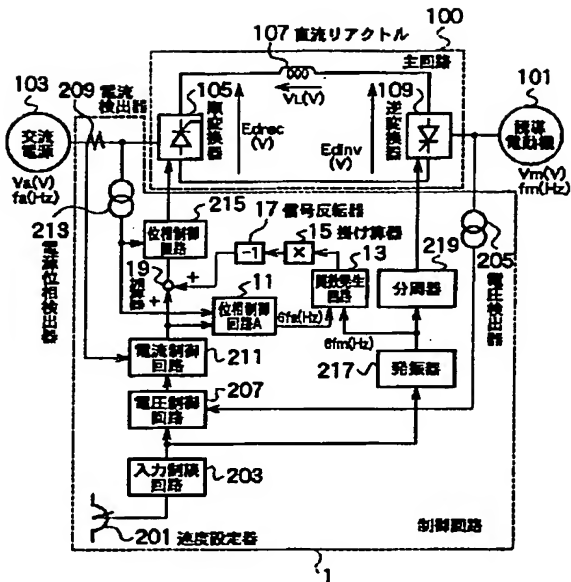
219 分周器

U、V、W、X、Y、Z サイリスタ

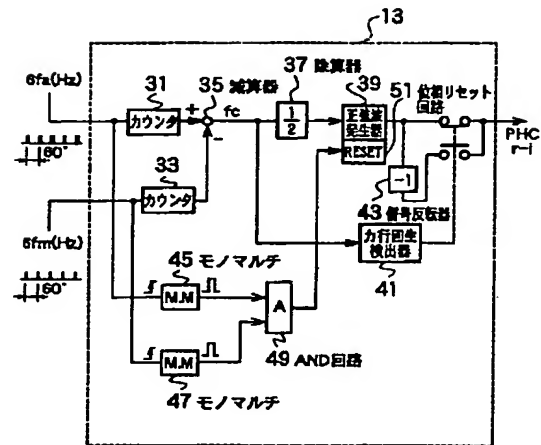
【図8】



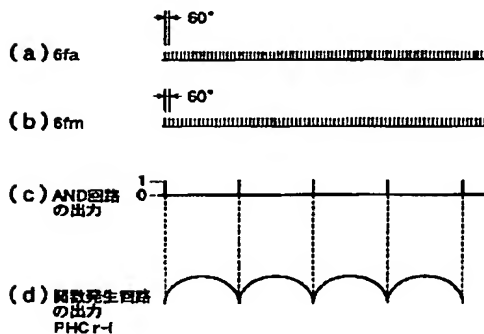
【図 1】



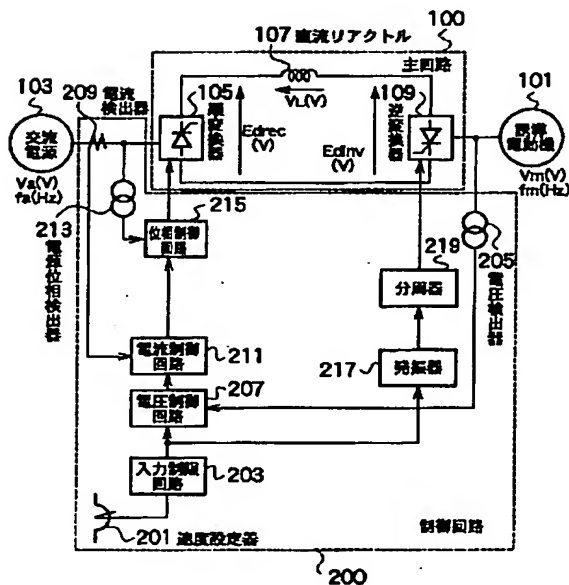
【図 2】



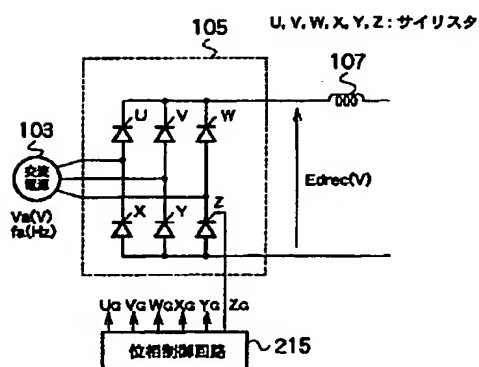
【図 3】



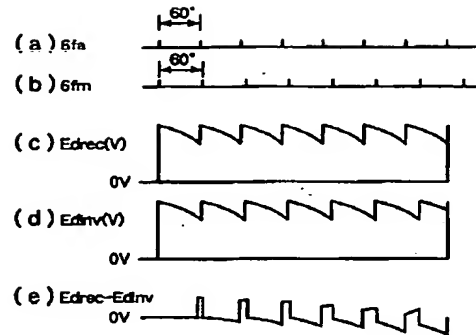
【図 4】



【図 5】



【図 7】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H006 AA07 BB05 CA03 CB01 DB02
 DC02 DC05
 5H007 AA01 AA08 BB06 CA03 CB01
 CB05 CC07 CC12 CD01 DA05
 DB01 DB07 DC02 DC05
 5H576 BB04 DD02 DD04 EE09 GG04
 GG05 GG06 HA05 HB03 JJ12
 JJ28 LL22 LL24 LL39

THIS PAGE BLANK (USPTO)

This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ BLACK BORDERS
- ☒ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☒ COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images
problems checked, please do not report the
problems to the IFW Image Problem Mailbox**

THIS PAGE BLANK (USPTO)